

## **Amplifier circuit for HF signals in 2 HF ranges**

Patent Number: DE19930195  
Publication date: 2001-01-18  
Inventor(s): HEUERMANN HOLGER (DE)  
Applicant(s): SIEMENS AG (DE)  
Requested Patent: ☐ DE19930195  
Application Number: DE19991030195 19990630  
Priority Number(s): DE19991030195 19990630  
IPC Classification: H03F1/56; H03F3/19; H03F3/72; H04Q7/32  
EC Classification: H03F3/19, H03F1/56  
Equivalents:

### **Abstract**

The amplifier circuit has an amplifier (V1) with a matching circuit (C1) at its output for harmonic termination of the first HF range and/or a transformation circuit (TL1,C2) for transforming the output impedance of the amplifier for the first HF range, with at least one switched capacitance element (C3,C4) used for adapting the matching circuit and/or the transformation circuit to the second HF range. The capacitance element is connected in series with a HF line (SL1,SL2) acting as the switching line for the capacitive element and provided with an open end or a short- circuit termination.

Data supplied from the [esp@cenet](mailto:esp@cenet) database - I2



21 Aktenzeichen: 199 30 195.6  
22 Anmeldetag: 30. 6. 1999  
43 Offenlegungstag: 18. 1. 2001

71 Anmelder:  
Siemens AG, 80333 München, DE

72 Erfinder:  
Heuermann, Holger, Dr., 83607 Holzkirchen, DE

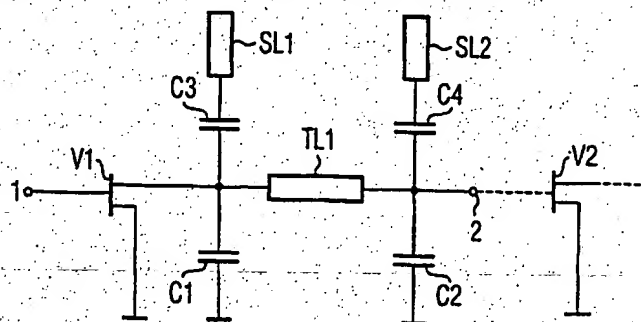
56 Entgegenhaltungen:  
DE 197 04 151 C1  
GB 23 22 495 A  
US 57 74 017

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

54 Schaltung zum Verstärken eines Hochfrequenzsignals aus zumindest zwei Hochfrequenzbereichen

57 Zum Anpassen der Abschluß- bzw. Impedanztransfor-  
mations-Eigenschaften einer Schaltung zum Verstärken  
eines Signals aus zumindest zwei Frequenzbereichen  
wird mindestens ein kapazitives Element (C3) elektrisch  
wirksam geschaltet. Das kapazitive Element (C3) ist hier-  
für mit einer leerlaufenden oder mit einem Kurzschluß ab-  
geschlossenen elektrischen Hochfrequenzleitung (SL1) in  
Serie geschaltet, die als Schaltleitung ausgelegt ist.



Die vorliegende Erfindung betrifft eine Verstärkerschaltung zum Verstärken eines Hochfrequenzsignals nach dem Oberbegriff der unabhängigen Ansprüche.

Mobilfunkgeräte werden in der Regel mit Batterien oder wiederaufladbaren Akkumulatoren betrieben. Man ist dabei bemüht, in derartigen Geräten die Verlustleistungen zu reduzieren und einen möglichst hohen Wirkungsgrad für die in den Geräten enthaltenen Leistungsverstärker zu erzielen, um mit einem einzigen Satz von Batterien eine möglichst lange Gesprächsdauer zu erzielen. Die Leistungsverstärker werden zum Erzielen einer hohen Ausgangsleistung in der Regel so ausgelegt, daß sie einen geringen Ausgangswiderstand von einigen wenigen Ohm aufweisen. Der Eingangswiderstand von Komponenten oder Standardleitungen, die in Hochfrequenzanwendungen Verwendung finden, liegt allerdings bei  $50\ \Omega$ . Um daher die Leistungen an den Ausgängen von Leistungsverstärkern in standardisierte  $50\ \Omega$ -Systeme leiten zu können, werden sogenannte Impedanztransformatoren eingesetzt. Bei den im Telekommunikationsbereich üblichen hochintegrierten Schaltungen werden bevorzugt sogenannte L-Transformationen eingesetzt, die aus einer kurzen Leitung, die eine Induktivität darstellt, sowie aus einem Kondensator, der gegen Masse geschaltet ist, bestehen. Mit einer derartigen Transformation kann der niederohmige Ausgangswiderstand eines Verstärkers auf den hochohmigen Wellenwiderstand der  $50\ \Omega$ -Systeme für eine bestimmte Frequenz umgesetzt werden.

Weltweit kommen heutzutage verschiedene drahtlose Kommunikationssysteme zur Anwendung, die unterschiedliche Trägerfrequenzen verwenden. Moderne Mobilfunkgeräte sollten daher in der Lage sein, leistungsstarke Signale in zumindest zwei verschiedenen Frequenzbändern übertragen zu können. Um einen möglichst hohen Wirkungsgrad in beiden Frequenzbereichen zu erzielen, können beispielsweise zwei Verstärkerketten mit individuell ausgelegten Verstärkern und Transformatoren verwendet werden. Eine andere Möglichkeit besteht darin, am Ende eines Verstärkers oder einer Verstärkerkette ein umschaltbares Transformationsnetzwerk einzusetzen. Dieser Variante ist aus Kostengründen insbesondere dann der Vorzug zu geben, wenn die Verstärker in einer relativ teuren Technologie, beispielsweise aus Gallium-Arsenid (GaAs) hergestellt werden.

Verstärkerschaltungen mit umschaltbaren Transformationsnetzwerken sind beispielsweise in dem US-Patent Nr. US-5,774,017 der Firma Anadigics, Inc. beschrieben. Zwischen dem Ausgang eines Verstärkers und dem Eingang eines  $50\ \Omega$ -Systems befinden sich zwei in Serie geschaltete Impedanz-Netzwerke, denen jeweils ein durch einen Schalter mit Masse verbindbarer Kondensator nachgeschaltet ist. Je nach Frequenzbereich des zu verstärkenden Signals wird einer der beiden Schalter geschlossen, so daß der dazugehörige Kondensator in Verbindung mit den beiden Impedanz-Netzwerken eine geeignete Impedanztransformation für dieses Frequenzband bewirkt.

Da am Ausgang der Leistungsverstärker sehr große Ströme fließen, andererseits aber die anschließenden Schaltungen für die Impedanztransformation möglichst keine Leistung absorbieren sollen, müssen die ohmschen Verluste in diesen Schaltungen so gering wie möglich gehalten werden. Zum Zuschalten von bestimmten Komponenten, die eine Anpassung der Impedanzeigenschaften an die verschiedenen Frequenzbereiche bewirken, werden neben Schalttransistoren bevorzugt sogenannte PIN-Dioden als verlustarme Schalter verwendet. Der ohmsche Anteil dieser Dioden liegt im durchgeschalteten Fall bei ca.  $0,7\ \Omega$ , der benötigte Schaltstrom liegt bei ungefähr  $10\ \text{mA}$ .

Eine bekannte Schaltung mit veränderbaren Transformations-Eigenschaften ist in Fig. 4 dargestellt und soll nun kurz erläutert werden. Dabei wird der für die Praxis sehr interessante Fall von GSM-(Global System For Mobile Communications) Signalen mit ca.  $900\ \text{MHz}$  und PCN-(Personal Communications Network) Signalen mit ca.  $1800\ \text{MHz}$  betrachtet. Für den PCN-Fall ist der Bandwahl-Schalter S1 geöffnet. In diesem Fall sperren die beiden PIN-Dioden D1 und D2, so daß die beiden Kondensatoren C3 und C4 einen vernachlässigbaren Einfluß auf das elektrische Verhalten der Schaltung haben. Ein am Eingang 1 eintreffendes Signal wird über den Verstärker V1, der in diesem Fall von einem Feldeffekt-Transistor gebildet wird, zum niederohmigen Ausgang des Verstärkers V1 umgesetzt. Der mit diesem Ausgang und mit Masse verbundene Kondensator C1 stellt eine Anpassungsschaltung dar und bewirkt einen harmonischen Abschluß des PCN-Signals, das heißt er schließt die doppelte Frequenz von  $3600\ \text{MHz}$ , was der ersten Harmonischen der PCN-Frequenz entspricht, kurz. Die anschließende Impedanztransformation auf  $50\ \Omega$  zum Ausgang 2 der Schaltung hin erfolgt dann über die L-Transformations-schaltung, die aus der kurzen, eine Induktivität darstellenden Leitung TL1 (im folgenden werden diese Leitungen zur Unterscheidung als Transformationsleitungen bezeichnet) und aus dem ausgangsseitigen Kondensator C2 besteht. Mit dieser für den PCN-Fall optimierten Schaltung (d. h. die Induktivität der Transformationsleitung TL1 und die Kapazität des Kondensators C2 wurden für eine Frequenz von  $1800\ \text{MHz}$  optimiert) können ähnliche elektrische Eigenschaften wie bei einer zweizügigen Verstärkerkette erzielt werden. Dieses bringt jedoch in der Praxis keine großen Vorteile, da die PCN-Spezifikationen in der Regel leicht erfüllbar sind.

Da zum Anpassen der Transformations-Eigenschaften für kleinere Frequenzen größere Kapazitätswerte notwendig sind, werden im GSM-Fall die beiden Kondensatoren C3 und C4 dazugeschaltet. Dies geschieht dadurch, daß der Bandwahl-Schalter S1 geschlossen wird und über den Anschluß 3 eine positive Spannung angelegt wird, so daß die beiden Dioden D1 und D2 leitend sind. Die beiden Induktivitäten L1 und L2 dienen lediglich dazu, daß keine Hochfrequenzsignale zum Anschluß 3 zurückfließen. Es werden somit zwei Parallelschaltungen der Kondensatoren C1 und C3 bzw. der Kondensatoren C2 und C4 erzielt, die zum harmonischen Abschluß des GSM-Signals, also zum Kurzschluß der doppelten Frequenz des GSM-Trägersignals bzw. zur Impedanztransformation genutzt werden. Es ist dabei nicht unbedingt notwendig, daß die Kondensatoren C2 und C4 sich am gleichen Ort auf der  $50\ \Omega$ -Leitung (TL1) befinden.

Bei der in Fig. 4 gezeigten Schaltung ist immer noch eine relativ hohe Anzahl an Bauelementen für die Umschaltung zwischen den Frequenzbereichen notwendig. Außerdem besteht die Gefahr, daß die großen Serien-Induktivitätswerte der beiden PIN-Dioden die Sensibilität der Schaltung so stark beeinflussen, daß ein harmonischer Abschluß gar nicht mehr erzielt werden kann. Ein weiterer Nachteil beim Einsatz dieser PIN-Dioden ergibt sich daraus, daß diese im GSM-Fall bei einem Ausgangswiderstand des Leistungsverstärkers von ungefähr  $2\ \Omega$  relativ große ohmsche Verluste bewirken, was wiederum eine Reduzierung der Gesprächsdauer zur Folge hat.

Es ist daher Aufgabe der Erfindung, eine in ihren Impedanzeigenschaften veränderbare Schaltung mit einer Anpassungs- und/oder Transformationsschaltung zum Verstärken eines Signals aus zumindest zwei verschiedenen Frequenzbereichen anzugeben, die im Vergleich zu den eben beschriebenen Lösungen bessere oder zumindest gleichwertige elektrische Eigenschaften aufweist und dabei weniger

Bauelemente benötigt.

Die Aufgabe wird durch eine Schaltung, welche die Merkmale der unabhängigen Ansprüche aufweist, gelöst. Das Anpassen der Abschluß- bzw. der Impedanztransformationseigenschaften für den zweiten Hochfrequenzbereich erfolgt durch das Wirksamschalten von zusätzlichen kapazitiven Elementen, wobei diese mit Hochfrequenzleitungen in Serie geschaltet sind, die als Schaltelemente ausgelegt sind. Anstelle der in Fig. 4 dargestellten PIN-Dioden und dem dazugehörigen Schalter werden daher zum Hinzuschalten von zusätzlichen Kapazitäten einfach derartige Hochfrequenzleitungen eingesetzt.

Eine konkrete Ausführung solcher Schaltelemente kann beispielsweise darin bestehen, daß diese leerlaufend oder mit einem Kurzschluß abgeschlossen sind und eine derartige elektrische Länge aufweisen, daß sie für die erste Harmonische des zweiten Frequenzbereichs bzw. für den zweiten Hochfrequenzbereich selbst einen Kurzschluß darstellen. Es läßt sich zeigen, daß leerlaufende Hochfrequenzleitungen mit einer elektrischen Länge, die einem Viertel der Wellenlänge einer bestimmten Hochfrequenz entspricht (sog.  $\lambda/4$ -Leitungen), einen sehr guten Kurzschluß für diese Hochfrequenz darstellen. Gleichzeitig liegt der ohmsche Widerstand eines solchen Kurzschlusses, der sich aus dem Leitwert des Materials der Leitungen sehr gut abschätzen läßt, in der Praxis bei nur einigen wenigen m $\Omega$  und damit deutlich unter dem Widerstand der PIN-Dioden. Werden daher Hochfrequenzleitungen mit einer geeigneten elektrischen Länge gewählt, so bewirken diese automatisch ein Wirksamschalten der Kapazitäten und Anpassen der Impedanzeigenschaften der gesamten Schaltung.

Entsprechend einer Weiterbildung der Erfindung kann dann beispielsweise der harmonische Abschluß für den ersten Hochfrequenzbereich durch einen ersten Kondensator erfolgen, der zwischen den Ausgang des Verstärkers und Masse geschaltet ist, wobei zum Anpassen der Abschlußeigenschaften für den zweiten Hochfrequenzbereich eine Serienschaltung aus einem kapazitiven Element, beispielsweise einem weiteren Kondensator, und einer Hochfrequenzleitung, die für die erste Harmonische des zweiten Hochfrequenzbereichs einen Kurzschluß darstellt, ebenfalls mit dem Ausgang des Verstärkers verbunden ist. In analoger Weise kann auch ein für den ersten Frequenzbereich ausgelegter Impedanztransformator aus einer in Serie mit dem Ausgang des Verstärkers geschalteten Leitung und einen an den Ausgang dieser Leitung und gegen Masse geschalteten Kondensator für den zweiten Frequenzbereich mit Hilfe einer weiteren Serienschaltung aus einem Kondensator und einer Hochfrequenzleitung, die nun für den zweiten Frequenzbereich selbst einen Kurzschluß darstellt, angepaßt werden.

Aufgrund des automatischen Anpassens der Schaltung an die verschiedenen Frequenzbereiche kann die Anzahl der benötigten Bauelemente gegenüber einer Schaltung mit zwei getrennten Verstärkerketten bzw. mit den schaltbaren PIN-Dioden nochmals deutlich reduziert werden. Gegenüber den PIN-Dioden weist die erfindungsgemäße Schaltung auch ein deutlich besseres Schaltverhalten auf, da dieses durch die Wahl eines sehr niedrigen Wellenwiderstands für die Hochfrequenzleitungen verbessert werden kann und prinzipbedingt weniger ohmsche Verluste aufweist.

Entsprechend einem weiteren abhängigen Anspruch kann das Anpassen der Schaltung auch mit Hilfe eines Serienschwingkreises, der aus zwei Leitungen und einem Kondensator besteht, erfolgen, wobei der Serienschwingkreis an den Ausgang des Verstärkers angeschlossen ist und über einen Schalter mit Masse verbindbar ist. Dieser Serienschwingkreis ist so ausgelegt, daß seine Resonanzfrequenz bei offenem Schalter der ersten Harmonischen des zweiten

Hochfrequenzbereiches entspricht, was einen idealen harmonischen Abschluß dieses zweiten Hochfrequenzbereichs bewirkt. Zum Anpassen der Transformationseigenschaften für den zweiten Hochfrequenzbereich kann wiederum eine Serienschaltung aus einem kapazitiven Element und einer Hochfrequenzleitung verwendet werden, die das kapazitive Element für diesen zweiten Hochfrequenzbereich wirksam schaltet, so daß dieser zusammen mit einer dem Serienschwingkreis nachgeschalteten Leitung eine geeignete Impedanztransformation bewirkt.

Vorzugsweise werden am Ende leerlaufende  $\lambda/4$ -Leitungen verwendet, da diese die platzsparendste Lösung darstellen. Die Hochfrequenzleitungen könnten allerdings auch an ihrem Ende kurzgeschlossen sein, wobei dann ihre Länge zum Erzielen des gleichen Effekts entsprechend angeglichen – im konkreten Fall um Faktor 2 verlängert – werden muß.

Die oben genannte Aufgabe wird ebenfalls durch eine Schaltung entsprechend dem zweiten unabhängigen Anspruch gelöst. Diese weist eine erste Transformationsschaltung für den ersten Hochfrequenzbereich auf, wobei zum Anpassen der Impedanzeigenschaften für den zweiten Hochfrequenzbereich eine zweite Transformationsschaltung elektrisch wirksam in Serie zu der ersten Transformationsschaltung geschaltet werden kann. Beide Transformationsschaltungen gemeinsam bewirken dann für den zweiten Frequenzbereich eine optimale Transformation der Ausgangsimpedanz der gesamten Schaltung. Wie auch bei den anderen erfindungsgemäßen Schaltungen erfolgt das Anpassen an einen neuen Frequenzbereich durch Wirksamschalten eines kapazitiven Elementes zu den bereits wirksamen Elementen der Schaltung. Mit Hilfe dieser zweistufigen Transformation kann für den zweiten Frequenzbereich eine breitbandigere Impedanztransformation als bei den bekannten Schaltungen erzielt werden, wobei wiederum die Anzahl der Bauelemente gegenüber den bekannten Schaltungen reduziert wird.

Im folgenden soll die Erfindung anhand der beiliegenden Zeichnung näher erläutert werden. Es zeigen:

Fig. 1 ein erstes Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Verstärkerschaltung;

Fig. 2 ein zweites Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Verstärkerschaltung;

Fig. 3 ein drittes Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Verstärkerschaltung; und

Fig. 4 eine den Stand der Technik darstellende umschaltbare Verstärkerschaltung.

Die den Stand der Technik repräsentierende Schaltung in Fig. 4, in der das Anpassen der Anpassungs- und der Transformationsschaltung für den zweiten Hochfrequenzbereich durch Wirksamschalten von kapazitiven Elementen mit Hilfe von PIN-Dioden realisiert wird, wurde bereits besprochen. Bei der in Fig. 1 dargestellten erfindungsgemäßen Verstärkerschaltung erfolgt das Wirksamschalten der zusätzlichen Kapazitäten hingegen mit Hilfe von leerlaufenden Hochfrequenzleitungen. Bauelemente, die denjenigen in Fig. 4 entsprechen, wurden mit den gleichen Bezugszeichen versehen und weisen auch die gleichen elektrischen Parameter (Induktivität, Kapazität) auf. Wie Fig. 1 entnommen werden kann, können daher die gleichen Kondensatoren C1 bis C4 und auch die gleiche Transformationsleitung TL1 verwendet werden. Allerdings wird nunmehr kein Schalter benötigt.

Die erste leerlaufende Hochfrequenzleitung SL1 entspricht in ihrer elektrischen Länge einem Viertel der Wellenlänge der ersten Harmonischen der GSM-Frequenz, also einem Viertel der Wellenlänge von 1800 MHz. Die zweite Hochfrequenzleitung SL2 wiederum wird als  $\lambda/4$ -Leitung

für die GSM-Frequenz (900 MHz) selbst ausgelegt. Im PCN-Fall entsprechen daher die elektrischen Längen der beiden Hochfrequenzleitungen SL1 und SL2 jeweils den halben Wellenlängen der ersten Harmonischen der PCN-Frequenz bzw. der PCN-Frequenz selbst, was jeweils einen Leerlauf für diese beiden Frequenzen bedeutet. Dementsprechend sind im PCN-Fall lediglich die Kapazitäten der beiden Kondensatoren C1 und C2 wirksam, wie dies auch bei der Schaltung in Fig. 4 der Fall ist. Für den Kondensator C1 wird daher wiederum eine Kapazität gewählt, bei der die erste Harmonische des PCN-Signals (3600 MHz) kurzgeschlossen wird. Die Kapazität des Kondensators C2 wird so gewählt, daß sie in Verbindung mit der Induktivität der Transformationsleitung TL1 eine Impedanztransformation der Ausgangsimpedanz des Verstärkers V1 zu dem Abschluß 2 auf 50  $\Omega$  bei 1800 MHz bewirkt.

Wird an den Eingang 1 der Schaltung hingegen ein GSM-Signal gelegt, stellen die beiden  $\lambda/4$ -Leitungen SL1 und SL2 einen Kurzschluß für die erste Harmonische des GSM-Signals (1800 MHz) bzw. für das GSM-Signal selbst dar und die beiden Kondensatoren C3 und C4 werden wiederum zu den beiden Kondensatoren C1 und C2 parallel wirksam geschaltet. Das Anpassen an die GSM-Frequenz erfolgt somit vollkommen selbstständig, was die gesamte Schaltung deutlich vereinfacht.

An den Anschluß 2 kann – wie schematisch angedeutet – auch ein weiterer Verstärker V2 angeschlossen sein, um auf diese Weise eine Verstärkerkette zu bilden, durch die das Hochfrequenzsignal in mehreren Stufen verstärkt wird. In diesem Fall wird dann durch die Transformationsschaltung die Ausgangsimpedanz des ihr vorgeschalteten Verstärkers V1 auf die Eingangsimpedanz des darauffolgenden nächsten Verstärkers V2 transformiert. Das Bilden derartiger Verstärkerketten ist auch mit den weiteren erfindungsgemäßen Schaltungen möglich.

Für den Fall, daß der Ausgangswiderstand des Verstärkers keinen ausgesprochenen Frequenzgang aufweist, kann jedoch mit der in Fig. 1 gezeigten Verstärkerschaltung keine Anpassung an den PCN-Fall bei gleichzeitigem harmonischen Abschluß des GSM-Signals erreicht werden. In diesem Fall kann die in Fig. 2 gezeigte Verstärkerschaltung verwendet werden. Am Ausgang des Verstärkers V1 befindet sich ein Serienschwingkreis aus zwei Leitungen TL2 und TL3 sowie einem Kondensator C5, der über einen Schalter S2 mit Masse verbindbar ist. Die Kapazitätswerte und Induktivitätswerte des Kondensators C5 und der Leitungen TL2 und TL3 werden so gewählt, daß für den Fall, daß der Schalter S2 offen ist, bei der ersten Harmonischen der GSM-Frequenz eine Serienresonanz auftritt. Auf diese Weise wird eine idealer harmonischer Abschluß des GSM-Signals erzielt. Ferner entspricht die elektrische Länge der Hochfrequenzleitung SL3 einem Viertel der Wellenlänge des GSM-Signals, so daß der Kondensator C6 wirksam geschaltet wird und in Verbindung mit der Transformationsleitung TL4 und der Serieninduktivität der Transformationsleitung TL2 eine Impedanztransformation bei 900 MHz auf die gewünschte 50  $\Omega$ -Ausgangsimpedanz bewirkt.

Beim Anlegen eines PCN-Signals an den Anschluß 1 der Verstärkerschaltung wird hingegen der Schalter S2 geschlossen, wodurch sich der Schwingkreis in einer Parallelresonanz befindet. Nun bewirken die Transformationsleitung TL2 und der Kondensator C5 eine Transformation der niederohmigen Ausgangsimpedanz des Verstärkers V1 auf die 50  $\Omega$ -System-Impedanz des Ausgangs 2 der gesamten Schaltung, da der Kondensator C6 aufgrund der Tatsache, daß die Hochfrequenzleitung SL3 nunmehr eine elektrische Länge hat, die der Hälfte der Wellenlänge der PCN-Frequenz entspricht und diese somit einen virtuellen Leerlauf

für das PCN-Signal darstellt, keinen Einfluß mehr auf die Schaltung hat. Ein automatischer harmonischer Abschluß für das PCN-Signal könnte wiederum durch eine (nicht dargestellte) Serienschaltung aus einem kapazitiven Element und einer geeigneten  $\lambda/4$ -Leitung für eine Frequenz von 3600 MHz erzielt werden. Bei dieser Schaltung sind somit die Elemente des Schwingkreises Bestandteil der Anpassungs- und der Transformationsschaltung.

Gegenüber der in Fig. 4 gezeigten Schaltung ergibt sich der wesentliche Vorteil, daß eine für den Schalter S2 eingesetzte PIN-Diode nun im PCN-Fall leitend ist, während sie im GSM-Fall gesperrt ist. Da nämlich im GSM-Fall deutlich höhere Ausgangsleistungen notwendig sind und der Ausgangswiderstand des Verstärkers V1 niederohmiger ist, ist es vorteilhaft, wenn die PIN-Diode nur im PCN-Fall leitend ist und im GSM-Fall keine Verlustleistungen hervorruft. Wiederum wird zum Anpassen der Schaltung für den GSM-Fall ein zusätzliches Element wirksam geschaltet.

Dies ist auch bei dem in Fig. 3 gezeigten dritten Ausführungsbeispiel einer umschaltbaren Schaltung der Fall. Zwischen dem Eingang 1 der in Fig. 3 Verstärkerschaltung und ihrem Ausgang 2 findet sich der den Verstärker V1 bildende Feldeffekt-Transistor, (optional) ein gegen Masse geschalteter Kondensator C7, der einen idealen harmonischen Abschluß des PCN-Signals bewirkt, sowie eine erste Transformationsschaltung für das 1800 MHz PCN-Signal, bestehend aus einer Transformationsleitung TL5 und einem Kondensator C8. In Serie zu dieser ersten Transformationsschaltung befindet sich eine weitere Transformationsleitung TL6 sowie der Anschluß eines weiteren Kondensators C9, der über eine Schaltung, bestehend aus einem Schalter S3, einer Induktivität L3 und einer PIN-Diode D3 mit Masse verbunden und damit wirksam geschaltet werden kann.

Im Fall eines am Eingang 1 anliegenden PCN-Signals wird der Schalter S3 geöffnet, was zur Folge hat, daß die PIN-Diode D3 nicht leitend ist und somit die Kapazität des Kondensators C9 keinen Einfluß auf das Hochfrequenzsignal hat. In diesem Fall bewirkt die für das PCN-Signal ausgelegte erste Transformationsschaltung eine Transformation der Ausgangsimpedanz auf die gewünschte 50  $\Omega$ -System-Impedanz. Im GSM-Fall wird hingegen der Schalter S3 geschlossen und somit der Kondensator C9 zu der gesamten Schaltung wirksam hinzugeschaltet. Dabei werden für die Transformationsleitung TL6 und den Kondensator C9 solche Induktivitäts- und Kapazitätswerte gewählt, daß diese zweite Transformationsschaltung in Kombination mit der ersten Transformationsschaltung eine zweistufige L-Transformation für den GSM-Fall bewirkt. Analog zu Fig. 1 wäre auch in diesem Beispiel durch Anschließen eines weiteren Verstärkers V2 die Bildung einer Verstärkerkette möglich.

Gegenüber dem in Fig. 4 gezeigten Stand der Technik ist die Anzahl der Bauelemente um drei reduziert. Nachteilig hingegen ist, daß diese Schaltung keine Möglichkeit eines harmonischen Abschlusses für das GSM-Signal ermöglicht. Allerdings erzielt diese zweistufige L-Transformation eine breitbandigere Transformation als die einstufige Transformation gemäß Fig. 4. Ein wesentlicher Vorteil ist auch darin zu sehen, daß sich bei der Erstellung dieser Schaltung die Kondensatoren während der Optimierungsphase entlang der Leitungen in einfacher Weise verschieben lassen und somit die gesamte Verstärkerschaltung einfach für die verwendeten Frequenzbereiche optimiert werden kann. Ferner wird auf eine Lösung mit zwei getrennten Verstärker- oder Transformationsschaltungen verzichtet, da wie auch bei den anderen erfindungsgemäßen Schaltungen das Anpassen an einen neuen Frequenzbereich durch Wirksam- bzw. Hinzuschalten eines kapazitiven Elementes zu den bereits wirksamen Elementen der Schaltung erfolgt und diese somit effektiv ge-

nützt werden. Auch hier wäre natürlich anstelle der PIN-Diode D3 die Verwendung einer geeigneten  $\lambda/4$ -Leitung möglich.

Es ist anzumerken, daß die Verwendung von Hochfrequenzleitungen mit geeigneten elektrischen Längen zum Kurzschließen von bestimmten Frequenzen und/oder Wirkamschalten von kapazitiven Elementen nicht auf die dargestellten Beispiele beschränkt ist. Derartige – für verschiedene Frequenzbereiche umschaltbare – Transformations-schaltungen zum Transformieren von Impedanzen können auch unabhängig von den zum harmonischen Abschluß verwendeten Anpassungsschaltungen eingesetzt werden und auch vor und/oder hinter andere Komponenten als Leistungsverstärker geschaltet werden. Die erfindungsgemäßen Transformationsschaltungen können aber auch sehr sinnvoll hinter einzelnen Verstärkerstufen einer mehrgliedrigen Verstärkerkette eingesetzt werden, um die Ausgangsimpedanz eines Verstärkers auf eine geeignete Eingangsimpedanz für den nächsten Verstärker hochzutransformieren.

Eine Weiterbildung der Erfindung kann beispielsweise auch darin bestehen, im sogenannten F-Betrieb weitere ungeradzählige Harmonische einer bestimmten Frequenz mittels entsprechend ausgelegten Kombinationen aus Kondensatoren und Hochfrequenzleitungen, die wiederum bei den entsprechenden ungeradzähligen Harmonischen einen Kurzschluß bilden, abzuschließen. Damit die relative Bandbreite der Impedanztransformation der gesamten Schaltung vergrößert werden kann, und damit beispielsweise Exemplarstreuungen weniger Einfluß auf das Transformationsverhalten der Schaltung haben können, kann die Transformationsschaltung auch mehrstufig ausgelegt werden.

Wie bereits angedeutet wurde, können anstelle von leerlaufenden  $\lambda/4$ -Leitungen auch mit einem Kurzschluß abgeschlossene Hochfrequenzleitungen verwendet werden, die allerdings dann dementsprechend verlängert werden müssen, um die gleiche gewünschte Wirkung zu erzielen. Eine Möglichkeit zur Weiterbildung der Erfindung besteht dann, wenn beispielsweise zwei Frequenzbänder gewählt werden, die sich um weniger als Faktor 2 unterscheiden. In diesem Fall können die Hochfrequenzleitungen so gewählt werden, daß sie für die erste Harmonische des höheren Frequenzbandes bzw. für das höhere Frequenzband selbst einen Leerlauf darstellen, indem sie eine elektrische Länge aufweisen, die der Hälfte der entsprechenden Frequenz entspricht. Diese Hochfrequenzleitungen stellen dann für die erste Harmonische des unteren Frequenzbandes bzw. für das untere Frequenzband selbst zusätzlich einen Kondensator dar. In diesem Fall kann dann die Leitungsbreite dieser Hochfrequenzleitungen so gewählt werden, daß automatisch der gewünschte Kapazitätswert erzielt wird und somit auf zusätzliche Kondensatoren verzichtet werden kann. Es können somit im Vergleich zu der in Fig. 1 gezeigten Schaltung nochmals Bauteile eingespart werden.

Schließlich ist die Erfindung auch nicht auf die dargestellten Frequenz-Beispiele für PCN- und GSM-Frequenzen beschränkt sondern kann selbstverständlich in alle Hochfrequenzbereiche übertragen werden.

#### Bezugszeichenliste

- 1 Eingang der Verstärkerschaltung
- 2 Ausgang der Verstärkerschaltung
- 3, 4 Anschlüsse für Steuersignale
- C1–C9 Kondensatoren
- D1–D3 PIN-Dioden
- L1–L3 Induktivitäten
- S1–S3 Bandwahl-Schalter
- SL1–SL3 Schaltleitungen

TL1–TL6 Transformationsleitungen  
V1, V2 Verstärker

#### Patentansprüche

1. Schaltung zum Verstärken eines Hochfrequenzsignals aus einem ersten schmalbandigen Hochfrequenzbereich sowie aus mindestens einem weiteren schmalbandigen zweiten Hochfrequenzbereich, wobei die Verstärkerschaltung einen Verstärker (V1), eine mit dem Ausgang des Verstärkers (V1) verbundene Anpassungsschaltung (C1) zum harmonischen Abschluß des ersten Hochfrequenzbereichs und/oder eine Transformationsschaltung (TL1, C2) zum Transformieren der Ausgangsimpedanz der Verstärkerschaltung für den ersten Hochfrequenzbereich aufweist, und wobei zum Anpassen der Abschluß- bzw. Impedanztransformationseigenschaften der Anpassungsschaltung (C1) bzw. der Transformationsschaltung (TL1, C2) für den zweiten Hochfrequenzbereich mindestens ein kapazitives Element (C3, C4) elektrisch wirksam schaltbar ist,

**dadurch gekennzeichnet**, daß eine mit dem kapazitiven Element (C3, C4) in Serie geschaltete Hochfrequenzleitung (SL1, SL2) als Schaltleitung für dieses kapazitive Element (C3, C4) ausgelegt ist.

2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die als Schaltleitung ausgelegte Hochfrequenzleitung (SL1, SL2) leerlaufend oder mit einem Kurzschluß abgeschlossen ist und eine derartige elektrische Länge aufweist, daß sie für die erste Harmonische des zweiten Hochfrequenzbereichs bzw. für den zweiten Hochfrequenzbereich selbst einen Kurzschluß darstellt.

3. Schaltung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Anpassungsschaltung durch einen Kondensator (C1) gebildet wird, der auf der einen Seite mit dem Ausgang des Verstärkers (V1) und auf der anderen Seite mit Masse verbunden ist und zum Anpassen der Abschluß-Eigenschaften für den zweiten Hochfrequenzbereich eine Serienschaltung aus einem kapazitiven Element (C3) und einer Hochfrequenzleitung (SL1), die für die erste Harmonische des zweiten Hochfrequenzbereichs einen Kurzschluß darstellt, mit dem Ausgang des Verstärkers (V1) verbunden ist.

4. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Transformationsschaltung durch eine in Serie mit dem Ausgang des Verstärkers (V1) geschaltete Leitung (TL1) und einen an den Ausgang der Leitung (TL1) und gegen Masse geschalteten Kondensator (C2) gebildet wird und zum Anpassen der Transformations-Eigenschaften für den zweiten Hochfrequenzbereich eine Serienschaltung aus einem kapazitiven Element (C4) und einer Hochfrequenzleitung (SL2), die für den zweiten Hochfrequenzbereich einen Kurzschluß darstellt, mit dem Ausgang der Leitung (TL1) verbunden ist.

5. Schaltung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß diese einen weiteren Verstärker (V2) aufweist, welcher der Transformationsschaltung (TL1, C2) nachgeschaltet ist, wobei die Transformationsschaltung (TL1, C2) die Ausgangsimpedanz des ihr vorgeschalteten Verstärkers (V1) auf die Eingangsimpedanz des ihr nachgeschalteten weiteren Verstärkers (V2) transformiert.

6. Schaltung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß an den Ausgang des Verstärkers (V1) ein Schwingkreis aus einem Kondensator (C5), einer er-



sten und einer zweiten Leitung (TL2, TL3) angeschlossen ist, der über einen Schalter (S2) mit Masse verbindbar ist, wobei die erste Leitung (TL2) in Serie zum dem Verstärker (V1) und parallel zu dem Kondensator (C5) und der zweiten Leitung (TL3) liegt, und wobei die Resonanzfrequenz des Schwingkreises der ersten Harmonischen des zweiten Hochfrequenzbereichs entspricht und zum Anpassen der Transformations-Eigenschaften an den zweiten Hochfrequenzbereich eine dritte Leitung (TL4) in Serie zu dem Schwingkreis geschaltet ist, an deren Ausgang eine Serienschaltung aus einem kapazitiven Element (C6) und einer Hochfrequenzleitung (SL3), die für den zweiten Hochfrequenzbereich einen Kurzschluß darstellt, geschaltet ist.

7. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß das kapazitive Element (C3, C4, C5) ein Kondensator ist und die Hochfrequenzleitungen (SL1, SL2, SL3) am Ende leerlaufend sind, wobei sie jeweils eine elektrische Länge aufweisen, die im wesentlichen einem Viertel der Wellenlänge des kurz-zuschließenden Frequenzbereichs entspricht.

8. Schaltung zum Verstärken eines Hochfrequenzsignals aus einem ersten schmalbandigen Hochfrequenzbereich sowie aus mindestens einem weiteren schmalbandigen zweiten Hochfrequenzbereich, wobei die Schaltung einen Verstärker (V1) und eine mit dem Ausgang des Verstärkers (V1) verbundene erste Transformationsschaltung (C8, TL5) zum Transformieren der Ausgangsimpedanz der Verstärkerschaltung für den ersten Hochfrequenzbereich aufweist, dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltung zum Anpassen der Transformations-Eigenschaften für den zweiten Hochfrequenzbereich ein in Serie zu der ersten Transformationsschaltung (C8, TL5) geschaltetes induktives Hochfrequenz-Element (TL6) aufweist, wobei ein kapazitives Element (C9) zwischen dem ausgangsseitigen Ende dieses induktiven Hochfrequenz-Elements (TL6) und Masse elektrisch wirksam schaltbar ist.

9. Verstärkerschaltung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß diese zwischen dem Verstärker (V1) und der ersten Transformationsschaltung (C8, TL5) eine Anpassungsschaltung (C7) zum harmonischen Abschluß des ersten Hochfrequenzbereichs aufweist.

10. Schaltung nach Anspruch 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, daß diese einen weiteren Verstärker (V2) aufweist, welcher der Transformationsschaltung (C8, C9, TL5, TL6) nachgeschaltet ist, wobei die Transformationsschaltung (C8, C9, TL5, TL6) die Ausgangsimpedanz des ihr vorgeschalteten Verstärkers (V1) auf die Eingangsimpedanz des ihr nachgeschalteten Verstärkers (V2) transformiert.

11. 2-Band-Empfänger zum Senden und/oder Empfangen eines Signals aus zwei unterschiedlichen Hochfrequenzbereichen, dadurch gekennzeichnet, daß dieser eine Schaltung nach einem der vorherigen Ansprüche aufweist.

12. 2-Band-Mobilfunkvorrichtung, die einen 2-Band-Empfänger nach Anspruch 8 aufweist.

13. Verwendung einer Serienschaltung aus einem kapazitiven Element (C3) und einer Hochfrequenzleitung (SL1) in einer Schaltung zum Verstärken von Hochfrequenzsignalen, dadurch gekennzeichnet, die Hochfrequenzleitung (SL1) eine derartige elektrische Länge aufweist, daß sie für einen bestimmten Frequenzbereich, für den das kapazitive Element (C3) zum Verändern der Impedanzeigenschaften wirksam geschaltet werden soll, einen Kurzschluß darstellt.

14. Verwendung einer Serienschaltung aus einem kapazitiven Element (C3) und einer Hochfrequenzleitung (SL1) nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß das kapazitive Element ein Kondensator (C3) ist und die Hochfrequenzleitung (SL1) am Ende leerlaufend ist, wobei sie eine elektrische Länge aufweist, die im wesentlichen einem Viertel der Wellenlänge des kurz-zuschließenden Frequenzbereichs entspricht.

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

The circuit diagram shows a differential amplifier with a common-mode feedback loop. The input nodes are labeled 1 and 2. The output nodes are labeled V1 and V2. The feedback loop consists of a central block labeled TL1, which is connected to the input nodes. The feedback path includes two capacitors, C1 and C2, connected to the input nodes, and two capacitors, C3 and C4, connected to the output nodes. The feedback loop is also connected to two signal sources, SL1 and SL2, which are connected to the output nodes. The feedback loop is also connected to two signal sources, SL1 and SL2, which are connected to the output nodes.

**FIG 2**

The circuit diagram shows a signal path starting at input terminal 1, passing through transistor V1, then through two parallel branches containing transistors TL2 and TL3. The signal continues through capacitor C5, transistor S2, resistor TL4, capacitor C6, and finally through inductor SL3 to output terminal 2.



FIG 3

EPM TC 2800

FINAL SEARCH DATE 3/26/13

DELIVER TO GOV'T DATE

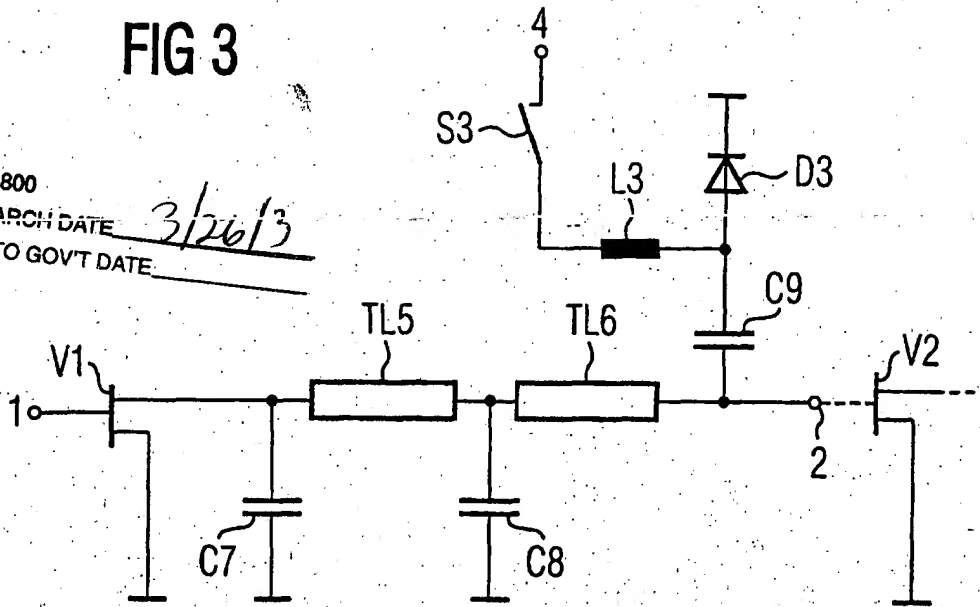


FIG 4

